

2/5/1 (Item 1 from file: 351)
DIALOG(R) File 351: Derwent WPI
(c) 2001 Derwent Info Ltd. All rts. reserv.

012767552 **Image available**
WPI Acc No: 1999-573672/199949
XRPX Acc No: N99-422993

Search method for acquiring CDMA signal synchronization by compensating for frequency offset and noise

Patent Assignee: SONY ELECTRONICS INC (SONY)
Inventor: CHUNG S
Number of Countries: 028 Number of Patents: 004
Patent Family:

Patent No	Kind	Date	Applicat No	Kind	Date	Week
EP 945994	A2	19990929	EP 99302064	A	19990317	199949 B
JP 11313382	A	19991109	JP 9982468	A	19990325	200004
CN 1241857	A	20000119	CN 99104519	A	19990325	200023
KR 99078150	A	19991025	KR 999807	A	19990323	200052

Priority Applications (No Type Date): US 9847679 A 19980325

Patent Details:

Patent No	Kind	Lan	Pg	Main IPC	Filing Notes
EP 945994	A2	E	18	H04B-001/707	
Designated States (Regional): AL AT BE CH CY DE DK ES FI FR GB GR IE IT					
LI LT LU LV MC MK NL PT RO SE SI					
JP 11313382	A		16	H04Q-007/38	
CN 1241857	A			H04J-013/04	
KR 99078150	A			H04B-001/69	

Abstract (Basic): EP 945994 A2

NOVELTY - The communication system uses direct sequence spread spectrum in environments that are subject to white Gaussian noise and frequency offsets. The receivers use conventional signal detection and estimation, e.g. noise energy estimators. The noise ratios are used to calculate optimal thresholds. In addition the system applies a Fast Fourier Transform on the partial correlation between local and superimposed P.N. signals. The transform is implemented in hardware using sift and addition rather than multiplication. Short long correlation lengths are used.

DETAILED DESCRIPTION - An INDEPENDENT CLAIM is included for an apparatus for searching and acquiring a CMDA signal.

USE - Synchronization in CDMA systems.

ADVANTAGE - By using a fast Fourier transform, the frequency offset errors are compensated for, hence allowing for rapid synchronization. The adaptive nature of the acquisition system is similarly improved.

DESCRIPTION OF DRAWING(S) - The figure shows a block diagram of the operation of the Fourier Transform Aided Continuous Monitoring Search Correlation (FTACMSC) algorithm.

pp; 18 DwgNo 2/5

Title Terms: SEARCH; METHOD; ACQUIRE; CDMA; SIGNAL; COMPENSATE; FREQUENCY; OFFSET; NOISE

Derwent Class: T01; U22; W01; W02

International Patent Class (Main): H04B-001/69; H04B-001/707; H04J-013/04; H04Q-007/38

File Segment: EPI

2/5/2 (Item 1 from file: 347)
DIALOG(R) File 347: JAPIO
(c) 2000 JPO & JAPIO. All rts. reserv.

06371764 **Image available**
SEARCH AND ACQUISITION METHOD FOR CODE DIVISION MULTIPLE ACCESS SIGNAL AND ITS DEVICE

PUB. NO.: 11-313382 A]
PUBLISHED: November 09, 1999 (19991109)
INVENTOR(s): CHUNG SANGUOON

APPLICANT(s): SONY ELECTRONICS INC
APPL. NO.: 11-082468 [JP 9982468]
FILED: March 25, 1999 (19990325)
PRIORITY: 47679 [US 47679], US (United States of America), March 25,
1998 (19980325)
INTL CLASS: H04Q-007/38; H04B-001/707

ABSTRACT

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide an excellent synchronization acquisition device that acquires a synchronizing signal adaptively in the code division multiple access system and the spread spectrum communication system.

SOLUTION: A multiplier 11 extracts a spread code signal from a received code division multiple access signal. A local PN code generator 13 generates a local spread code signal. A controller 12 detects a frequency offset between the extracted spread code signal and the generated local spread code signal and discriminates whether or not the received code division multiple access signal is a proper transmission signal to control the local PN code generator 13.

COPYRIGHT: (C)1999,JPO

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平11-313382

(43) 公開日 平成11年(1999)11月9日

(51) Int.Cl.⁵

識別記号

F I

H 0 4 Q 7/38

H 0 4 B 7/26

1 0 9 A

H 0 4 B 1/707

H 0 4 J 13/00

D

審査請求 未請求 請求項の数19 O L (全 16 頁)

(21) 出願番号 特願平11-82468

(22) 出願日 平成11年(1999) 3 月25日

(31) 優先権主張番号 0 9 / 0 4 7 6 7 9

(32) 優先日 1998年 3 月25日

(33) 優先権主張国 米国 (U S)

(71) 出願人 593181638

ソニー エレクトロニクス インク

アメリカ合衆国 ニュージャージー州

07656 パークリッジ ソニー ドライブ

1

(72) 発明者 サングーン チャン

アメリカ合衆国 カリフォルニア州 サン

ディエゴ エムゼット 7315 ウェストベ

ルナルド ドライブ 16450

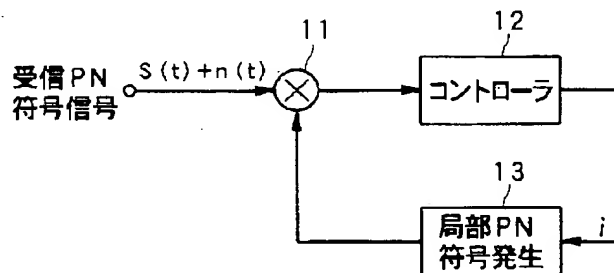
(74) 代理人 弁理士 小池 晃 (外 2 名)

(54) 【発明の名称】 符号分割多元接続信号のサーチ及び捕捉方法並びに装置

(57) 【要約】

【課題】 符号分割多元接続方式及びスペクトラム拡散通信方式において、適応的に同期捕捉を行うより優れた同期捕捉装置を提供する。

【解決手段】 乗算器 11 は、受信された符号分割多元接続信号から拡散符号信号を抽出する。局部 P N 符号発生器 13 は、局部拡散符号信号を発生する。コントローラ 12 は、抽出された拡散符号信号と局部拡散符号信号間の周波数オフセットを検出して、受信された符号分割多元接続信号が適切な伝送信号かを判定して、局部 P N 符号発生器 13 を制御する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 符号分割多元接続信号のサーチ及び捕捉方法において、

上記符号分割多元接続信号を受信するステップと、

上記受信された符号分割多元接続信号から拡散符号信号を抽出するステップと、

局部拡散符号信号を発生するステップと、

上記抽出された拡散符号信号と局部拡散符号信号間の周波数オフセットを検出するステップと、

上記受信された符号分割多元接続信号が適切な伝送信号かを判定するステップと、

上記受信された符号分割多元接続信号をデコードするステップとを有する符号分割多元接続信号のサーチ及び捕捉方法。

【請求項 2】 上記抽出された拡散符号信号と局部拡散符号信号間の偏相関を第 1 の高速フーリエ変換処理によって求めるステップを有する請求項 1 記載の符号分割多元接続信号のサーチ及び捕捉方法。

【請求項 3】 上記第 1 の高速フーリエ変換処理は、ビットシフトと加算を行うハードウェアによって実行されることを特徴とする請求項 2 記載の符号分割多元接続信号のサーチ及び捕捉方法。

【請求項 4】 第 1 の信号対雑音比を推定するために、上記第 1 の高速フーリエ変換処理において、短い相関距離を用いるステップと、

第 2 の信号対雑音比を推定するために、上記短い相関距離を用いた第 1 の高速フーリエ変換処理の結果に基づいて長い相関距離を用いた第 2 の高速フーリエ変換処理を行うかを決定するステップとを有する請求項 2 記載の符号分割多元接続信号のサーチ及び捕捉方法。

【請求項 5】 上記推定された第 2 の信号対雑音比に基づいて、サーチ動作の停止を決定するステップを有する請求項 4 記載の符号分割多元接続信号のサーチ及び捕捉方法。

【請求項 6】 上記推定された第 2 の信号対雑音比に基づいて、サーチ率を決定するステップを有する請求項 4 記載の符号分割多元接続信号のサーチ及び捕捉方法。

【請求項 7】 符号分割多元接続信号のサーチ及び捕捉装置において、

上記符号分割多元接続信号を受信する受信手段と、

上記受信手段で受信された符号分割多元接続信号から拡散符号信号を抽出する抽出手段と、

局部拡散符号信号を発生する信号発生手段と、

上記抽出手段で抽出された拡散符号信号と上記信号発生手段で発生された局部拡散符号信号間の周波数オフセットを検出する検出手段と、

上記受信された符号分割多元接続信号が適切な伝送信号かを判定する判定手段と、

上記受信手段で受信された符号分割多元接続信号をデコードするデコード手段とを備える符号分割多元接続信号

のサーチ及び捕捉装置。

【請求項 8】 上記検出手段は、上記抽出手段で抽出された拡散符号信号と上記信号発生手段で発生された局部拡散符号信号間の偏相関を第 1 の高速フーリエ変換処理によって求めることを特徴とする請求項 7 記載の符号分割多元接続信号のサーチ及び捕捉装置。

【請求項 9】 上記第 1 の高速フーリエ変換処理を実行するハードウェアで構成された高速フーリエ変換手段を備えることを特徴とする請求項 8 記載の符号分割多元接続信号のサーチ及び捕捉装置。

【請求項 10】 上記高速フーリエ変換手段は、シフト手段と加算手段で構成されていることを特徴とする請求項 9 記載の符号分割多元接続信号のサーチ及び捕捉装置。

【請求項 11】 上記検出手段は、第 1 の信号対雑音比を推定するために、上記第 1 の高速フーリエ変換処理において、短い相関距離を用い、

上記短い相関距離を用いた第 1 の高速フーリエ変換処理の結果に基づいて、長い相関距離を用いた第 2 の高速フーリエ変換処理を行うかを決定する決定手段を備える請求項 8 記載の符号分割多元接続信号のサーチ及び捕捉装置。

【請求項 12】 上記検出手段は、第 2 の信号対雑音比を推定するために、上記長い相関距離を用いることを特徴とする請求項 11 記載の符号分割多元接続信号のサーチ及び捕捉装置。

【請求項 13】 上記推定された第 2 の信号対雑音比に基づいて、サーチ動作の停止を決定する手段を備える請求項 12 記載の符号分割多元接続信号のサーチ及び捕捉装置。

【請求項 14】 上記推定された第 2 の信号対雑音比に基づいて、サーチ率を決定する手段を備える請求項 12 記載の符号分割多元接続信号のサーチ及び捕捉装置。

【請求項 15】 周波数オフセットがある状態における符号分割多元接続信号のサーチ及び捕捉方法において、上記符号分割多元接続信号を受信するステップと、上記受信された符号分割多元接続信号から拡散符号信号を抽出するステップと、

局部拡散符号信号を発生するステップと、

ビットシフトと加算を行うハードウェアにおいて高速フーリエ変換処理を実行するステップと、

上記高速フーリエ変換処理の結果を用いて、上記抽出された拡散符号信号と局部拡散符号信号間の周波数オフセットを検出するステップと、

上記抽出された拡散符号信号が適切な拡散符号かを判定するステップと、

上記受信された符号分割多元接続信号をデコードするステップとを有する符号分割多元接続信号のサーチ及び捕捉方法。

【請求項 16】 第 1 の信号対雑音比を推定するため

に、上記第1の高速フーリエ変換処理において、短い相関距離を用いるステップと、

第2の信号対雑音比を推定するために、上記短い相関距離を用いた第1の高速フーリエ変換処理の結果に基づいて長い相関距離を用いた第2の高速フーリエ変換処理を行うかを決定するステップとを有する請求項15記載の符号分割多元接続信号のサーチ及び捕捉方法。

【請求項17】 周波数オフセットがある状態における符号分割多元接続信号のサーチ及び捕捉装置において、上記符号分割多元接続信号を受信する受信手段と、

上記受信手段で受信された符号分割多元接続信号から拡散符号信号を抽出する抽出手段と、

局部拡散符号信号を発生する信号発生手段と、

高速フーリエ変換処理を実行するためのビットシフトと加算器で構成された高速フーリエ変換手段と、

上記高速フーリエ変換手段で求められた上記抽出手段で抽出された拡散符号信号と上記信号発生手段で発生された局部拡散符号信号間の偏相関を用いて、上記抽出された拡散符号信号と上記局部拡散符号信号間の周波数オフセットを検出する検出手段と、

上記高速フーリエ変換手段の結果に基づいて、上記抽出手段で抽出された拡散符号が適切な拡散符号かを判定する判定手段と、

上記受信手段で受信された符号分割多元接続信号をデコードするデコード手段とを備える符号分割多元接続信号のサーチ及び捕捉装置。

【請求項18】 上記検出手段は、第1の信号対雑音比を推定するために、上記第1の高速フーリエ変換処理において、短い相関距離を用い、

上記短い相関距離を用いた第1の高速フーリエ変換処理の結果に基づいて、長い相関距離を用いた第2の高速フーリエ変換処理を行うかを決定する決定手段を備える請求項17記載の符号分割多元接続信号のサーチ及び捕捉装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、符号分割多元接続信号のサーチ及び捕捉方法並びに装置に関し、例えばセルラ通信システム等で用いられている符号分割多元接続方式及び直接シーケンス・スペクトラム拡散方式における拡散符号の捕捉に関し、特に、白色ガウス雑音及び周波数にオフセットがある状態においてもサーチ動作を向上させ、またサーチ処理の終了時期を決定するとともに、サーチ率を調整するための信号対雑音比を決定する捕捉方法に関する。

【0002】

【従来の技術】従来の同期装置は、送信されて受信され

る拡散符号 (pseudo noise code: 以下、PN符号又はPN信号という。) の偏相関 (partial correlation) の非干渉加法性 (non-coherent addition) を用いて、同期捕捉の際に生じる周波数のオフセット (以下、単に周波数オフセットという。) を低減している。スペクトラム拡散通信システムにおける同期の第1の機能は、受信信号を復調するためにPN符号を逆拡散 (despread) することである。これは、受信機において局部的にPN符号 (以下、局部PN符号又は局部PN信号という。) を発生させ、この局部PN信号を、受信信号に重畳されているPN信号に同期させることによって達成される。同期処理は、通常、2つのステップによってなされる。第1のステップは、捕捉 (acquisition) と呼ばれ、重畳されているPN信号に、局部PN信号を1コードチップ期間 (one code chip interval) の時間幅で一致させるステップである。第2のステップは、追跡 (tracking) と呼ばれ、捕捉後、フィードバックループを用いて、重畳されているPN信号の波形と局部PN信号の波形の同期を維持・監視するステップである。本発明は、同期装置の捕捉を対象としている。

【0003】同期 (捕捉) は、非常に重要なことであり、様々な通信システムにおいて、色んな種類の検出器や決定法を用いた同期方法が提案されてきている。ほとんどの同期方法では、最初に、受信信号に重畳されているPN信号と局部PN信号を比較して、2つの信号の類似値 (similarity) を求め、次に、この類似値を閾値と比較して2つの信号が同期しているかを決定する。同期していることが検出されると、フィードバックループを用いた同期追跡が開始される。一方、同期がとれていないときには、同期捕捉処理において、局部PN符号の位相を変化させて、可能な全ての位相に対してサーチを行い、相関性を調べる。

【0004】同期捕捉の速さ (speed) と精度は、符号分割多元接続 (Code Division Multiple Access: 以下、CDMAという。) 方式を採用した受信機の性能を決定する主要な要素である。スペクトラム拡散通信システムにおいて、PN符号の最初の捕捉は、通常、信号対雑音比 (signal to noise ratio: 以下、SNRという。) が低い、周波数発生器 (水晶発振器) が完全に動作していないための周波数オフセット、ドップラー効果による周波数シフト、フェージング等のシステム性能を低下させる要素によって、最も難しい動作である。

【0005】本発明は、SNRが低く、周波数にオフセットが生じている状態においても、捕捉速度と精度を向上させるものである。

【0006】従来の同期捕捉方法として、最尤法 (maximum likelihood method) があり、この最尤法は、白色ガウス雑音が重畳された (additive white gaussian noise: 以下、AWGNという。) 状態において最も有効な捕捉方法である。しかしながら、スペクトラム拡散通信

システムにおいて用いられるような符号長が長く、処理に時間がかかるPN符号に対しては、パラレル処理 (parallel implementation) では複雑になり、シリアル処理 (serial implementation) では全てのPN符号をサーチするために時間がかかるという問題がある。

【0007】他の同期捕捉方法として、シリアルサーチ (serial search) 法があり、このシリアルサーチ法は、局部PN符号の位相を線形的に変化させながら、同期が入ったときを連続的に決定する方法である。この方法は、文献によればシングルドエルスライド (single d 10 well sliding) 捕捉法とも呼ばれる。ここで、シングルドエルスライド捕捉法を採用した同期装置の構成を、図6に示す。この方法では、上述したスペクトラム全体のサーチを要する最尤法とは異なり、同期の引き込みを、比較器33において閾値を基準にして行うため、より短時間で同期検出を行うことができるが、同期検出の精度は低い。

【0008】この従来のシリアルサーチ法 (アルゴリズム) では、同期検出のために所定の固定した閾値が用いられている。しかしながら、シリアルサーチ法において 20 最良の捕捉を行うためには、閾値として最適な値を用いる必要がある。実際の通信環境では、最適な閾値は、SNRの関数であるが、SNRは時と場合によって異なる。

【0009】このような実際の通信環境では、直接シーケンス・スペクトラム拡散 (Direct Sequence Spread Spectrum: 以下、DSSSという。) 方式を採用した受信機が効率的に動作するためには、閾値の決定を自動的に 30 行う自動レベル制御 (automatic level control) が必要とされる。閾値を自動的に決定する自動制御方法が、以下の文献で提案されている。

【0010】エス・チャン (S. Chung) 及びエス・チャジャ (S. Czaja) の米国特許第5440597号、1995年7月開催のIEEE国際大会におけるVTCの530~536頁、エス・チャン (S. Chung) 著「自動閾値決定制御を用いた新しいシリアルサーチ捕捉法 (A New Serial Search Acquisition Approach with Automatic Decision Threshold Control)」、1988年4月開催のIEEE通信分科会における通信第36号の519~528頁、エス・ジー・グリシック (S. G. Glisic) 著「直接スペクトラム拡散通信方式における整合フィルタリングに基づいた自動閾値決定制御 (Automatic Decision Threshold Level Control (ADTLC) in Direct Sequence Spread Spectrum System Based on Matched Filtering)」、1991年2月開催のIEEE通信分科会における通信の187~192頁、エス・ジー・グリシック (S. G. Glisic) 著「直接スペクトラム拡散通信方式における自動閾値決定制御 (Automatic Decision Threshold Level Control (ADTLC) in Direct Sequence Spread Spectrum System)」。

これらは本発明の参照文献 50 として用いられている。3番目と4番目の論文における自動閾値決定制御アルゴリズムでは、2つの並列の信号レベル検出器を用い、DSSS方式における雑音特性を利用している。この雑音特性は、2つの異なる時間の局部PN符号を2つの並列の信号レベル検出器に供給し、これらの信号レベル検出器からの出力信号のうち小さい方の信号を選択して受信信号を逆拡散することによって、得られる。したがって、これらの自動閾値決定制御アルゴリズムでは、閾値の決定を制御するために、フィルタリングされた雑音の瞬時特性を用いている。また、これらのアルゴリズムは、想定されるSNR又は通信環境に基づいてパラメータを最適化して設計しなければならないので、完全には信号適応形 (signal adaptive) とはいえない。2番目の論文における自動閾値決定制御アルゴリズムは、信号適応形のアルゴリズムであり、雑音及び信号の推定値を実時間で算出することによって得られる実時間のSNR推定値を用い、このSNR推定値に基づいて閾値を決定している。しかしながら、この同期捕捉法も、周波数にオフセットがある状態では、同期捕捉をより正確に行うことはできず、捕捉の問題を解決していない。

【0011】上述したように、AWGNの環境において生じる問題に焦点を置いた同期捕捉方法は多く知られているが、周波数オフセットが存在する環境において生じる問題に焦点を置いた同期捕捉方法は知られていない。したがって、AWGN及び周波数オフセットが存在する環境において、従来の同期捕捉方法よりも正確に同期捕捉を行うことができ、AWGNと周波数オフセットの両方に起因した問題を解決する同期捕捉方法が提案される 30 必要がある。

【0012】

【発明が解決しようとする課題】本発明は、上述した実情に鑑みてなされたものであり、本発明の目的は、符号分割多元接続方式及びスペクトラム拡散通信方式において、適応的に同期捕捉を行うより優れた同期捕捉装置を提供することである。

【0013】また、本発明の目的は、符号分割多元接続方式及びスペクトラム拡散通信方式において、周波数にオフセットがある環境においても、適応的に同期捕捉を行うより優れた同期捕捉装置を提供することである。 40

【0014】更に、本発明の目的は、符号分割多元接続方式及びスペクトラム拡散通信方式において、特に周波数にオフセットがある環境で、同期検出の確率を高めるとともに、誤検出確率 (false alarm probability) を低減して、適応的に同期捕捉を行う同期捕捉装置を提供することである。

【0015】更に、本発明の目的は、符号分割多元接続方式及びスペクトラム拡散通信方式において、周波数オフセットを推定するためにフーリエ変換を用い、これにより同期検出の確率を高めるとともに、誤検出確率を低 50

減して、適応的に同期捕捉を行うより優れた同期捕捉装置を提供することである。

【0016】

【課題を解決するための手段】 上述した課題を解決するために、本発明に係る符号分割多元接続信号のサーチ及び捕捉方法並びに装置は、符号分割多元接続信号を受信し、受信された符号分割多元接続信号から拡散符号信号を抽出し、局部拡散符号信号を発生し、抽出された拡散符号信号と局部拡散符号信号間の周波数オフセットを検出し、受信された符号分割多元接続信号が適切な伝送信号かを判定し、受信された符号分割多元接続信号をデコードする。本発明に係る符号分割多元接続信号のサーチ及び捕捉方法並びに装置は、信号及び雑音の統計を行うことによって適応的に最適な閾値を推定し、その閾値に基づいて最適な決定をする。この閾値は、最尤法を用いて推定される。この閾値は、シリアルサーチ法によって同期捕捉が行われ、更新された閾値を現在の信号強度と比較して、閾値を決定をする。

【0017】 また、本発明に係る符号分割多元接続信号のサーチ及び捕捉方法並びに装置において、AWGNの状態及び周波数オフセットの状態においても、同期捕捉処理の間に適応的に問題を指摘するために、高速フーリエ変換処理が行われる。本発明に係る符号分割多元接続信号のサーチ及び捕捉方法並びに装置は、従来の特徴と新しい特徴を有している。従来の特徴としては、信号検出及び推定、及び信号対雑音比を推定するために用いられる雑音エネルギー推定器がある。信号対雑音比は、最適な閾値及びそれに対応する誤検出率を算出するために用いられ、誤検出率は、同期候補の検出の後、サーチ処理を停止する前にテストされる雑音ビンの数を決定するために用いられる。

【0018】 本発明に係る符号分割多元接続信号のサーチ及び捕捉方法並びに装置において、新しい特徴としては、拡散符号信号と局部拡散符号信号間の偏相関を高速フーリエ変換処理によって求めることによって周波数オフセットの推定値を決定する周波数オフセット推定器がある。この高速フーリエ変換処理は、高速処理を実現するために、乗算の代わりにビットシフトと加算を行うハードウェアによって実行される。また、第1の信号対雑音比を推定するために、第1の高速フーリエ変換処理において、短い相関距離が用いられ、第2の信号対雑音比を推定するために、短い相関距離を用いた第1の高速フーリエ変換処理の結果に基づいて長い相関距離を用いた第2の高速フーリエ変換処理を行うかが決定される。第2の信号対雑音比は、サーチ動作の停止を決定するための補助的なパラメータとして用いられる。この処理によって、より高速で信頼性の高い同期捕捉を行うことができる。

【0019】 本発明に係る符号分割多元接続信号のサーチ及び捕捉方法並びに装置によれば、PN領域全体をサ

ーチしなくても信頼性のある同期が検出される度に決定をすることができる。また、適応的な閾値を用いて、信号が受信されたことを確認すると、同期捕捉処理を停止することができる。この処理には、同期捕捉処理によって得られる推定されたSNR及び適切な同期捕捉を確認するための検証論理が用いられる。周波数オフセットを推定するために高速フーリエ変換を用いることによって、周波数にオフセットがある環境においても、適応的に同期捕捉を行うことができる。

【0020】

【発明の実施の形態】 以下、本発明に係る符号分割多元接続信号のサーチ及び捕捉方法並びに装置について、図面を参照しながら説明する。

【0021】 図1は、本発明を適用した同期捕捉装置の構成を示すブロック図である。この同期捕捉装置は、図1に示すように、局部拡散符号 (locally generated pseudonoise code signal: 以下、局部PN符号信号という。) を発生する局部PN符号信号を発生する局部PN符号発生器13と、受信された符号分割多元接続信号に局部PN符号信号を乗算して、符号分割多元接続信号のPN符号信号を抽出する乗算器11と、乗算器11で抽出されたPN符号信号と局部PN符号間の周波数オフセットを検出するとともに、PN符号信号と局部PN符号信号間の偏相関 (partial correlation) を高速フーリエ変換 (Fast Fourier Transform: 以下、FFTという。) 処理によって求めて、局部PN符号発生器13を制御するコントローラ12とを備える。

【0022】 図2は、本発明を適用した同期捕捉装置に用いられるフーリエ変換補助連続相関検出 (Fourier Transform Aided Continuous Monitoring Search Correlation、以下、FTACMSCという。) 同期捕捉のアルゴリズム、すなわちコントローラ12の動作を示すフローチャートである。コントローラ12は、図示しないが、相関距離 (correlation length) がN1である第1の短相関器 (short correlator) と、相関距離がN2である第2の長相関器 (long correlator) とを備える。また、コントローラ12は、これらの短相関器及び長相関器からの出力信号との比較にそれぞれ用いられる4つの適応的閾値 T_{sc1} 、 T_{sd1} 、 T_{sc2} 、 T_{sd2} を有している。なお、図2のフローチャートにおけるいずれのステップも、ハードウェア又はソフトウェアで実行することができるが、この実施例では、ステップS1～S7、S14、S15、S19、S20～S28は、高速に処理を行うためにハードウェアで構成している。

【0023】 図1に示すように、雑音 $n(t)$ を含むPN符号信号 $S(t)$ が受信され、受信機の乗算器11において局部PN符号信号と乗算される。この乗算値が、ステップS1において、偏相関範囲 (partial correlation size) N_p で積分 (累積) される。ステップS2及びステップS3において、この偏相関処理をN1個のサ

10

30

40

50

サンプルを用いた試行 (trial)、すなわち短い (short) 区間の積分によって行い、偏相関値 (partial correlation value) J が得られる。この偏相関処理が終了した後、ステップ S4 において、 $L-J$ ($j = J+1, \dots, L$) 個の相関バツファ $R(j)$ に 0 が記憶される。そして、ステップ S5 において、 L 点の FFT が行われる。すなわち、ステップ S5 を実行する特定用途向け集積回路 (application specific integrated circuit: 以下、ASIC という。) において、それぞれ $J = N1 / Np$ 及び $K = N2 / Np$ (Np は偏相関範囲) を計算することにより、 J 及び K の値が得られる。ここで、図 3 を参照して、ASIC における FFT の実行について説明する。

【0024】図 3 に示すように、ASIC における FFT は、以下に示すように、ビットシフトと加算動作のみによって実行される。図 3 は、一例として、8 点の FFT を示しているが、本発明の要旨を逸脱しない範囲内で、他の数の FFT を用いてもよい。最初に、図 2 のス

テップ S2 及びステップ S4 における同期捕捉処理によって、 $L=8$ 個の偏相関値 $R(1), R(2), \dots, R(8)$ が得られる。次に、これらの偏相関値 $R(1) \sim R(8)$ が、 L 点 FFT の入力バツファに入力 $X_o(0), X_o(1), X_o(2), X_o(3), X_o(4), X_o(5), X_o(6), X_o(7)$ として記憶される。すなわち $X_o(0) = R(1), X_o(1) = R(2), X_o(2) = R(3), X_o(3) = R(4), X_o(4) = R(5), X_o(5) = R(6), X_o(6) = R(7), X_o(7) = R(8)$ となる。

【0025】8 点 FFT を演算するので、図 3 に示すように、3 段の FFT バタフライ (butterfly) が必要とされる。 w^j は、図 3 に示す FFT のための固有ベクトル (eigen vector) を表している。 w^j ($i = 1 \sim 7$) の値は、式 1 によって求められる。

【0026】

【数 1】

$$w^0 = e^{j0} = 1$$

$$w^1 = e^{j\frac{\pi}{4}} = 0.707107 - j0.707107$$

$$w^2 = e^{j\frac{\pi}{2}} = -j$$

$$w^3 = e^{j\frac{3\pi}{4}} = -0.707107 - j0.707107$$

$$w^4 = e^{j\pi} = -1$$

$$w^5 = e^{j\frac{5\pi}{4}} = -0.707107 + j0.707107$$

$$w^6 = e^{j\frac{6\pi}{4}} = j$$

$$w^7 = e^{j\frac{7\pi}{4}} = 0.707107 + j0.707107 \quad \dots \text{式 1}$$

【0027】固有ベクトル w^j の値は、式 2 に示すように、ビットシフト及び加算動作によって得られる。

【0028】

【数 2】

$$0.707107 \approx 1 - 2^{-2} < 1 + 2^{-2} [1 - 2^{-2} \{1 + 2^{-1}(1 - 1/2)\}] > = 0.70703,$$

... 式 2

【0029】例えば 5 番目の周波数ビン (frequency bin) 中のエネルギー値 $X_3(4)$ は、式を単純にするために $Z = (1 - j) X_2(5)$ とすると、式 3 によって求められる。他の周波数ビン中のエネルギー値も、同様に

して得られる。

【0030】

【数 3】

$$\begin{aligned}
 X_3(4) &= X_2(4) + w^1 X_2(5) \\
 &= X_2(4) + 0.707107 (1-j) X_2(5) \\
 &\approx X_2(4) + 0.70703 (1-j) X_2(5) \\
 &\triangleq X_2(4) + 0.70703 Z
 \end{aligned}$$

... 式 3

【0031】式3における0.70703Zの値は、式
4に示すように、図5に示す10回の処理によって求め
られる。 10 【数4】

$$0.70703 = 1 - 2^{-2} < 1 + 2^{-2} [1 - 2^{-2} \{1 + 2^{-1} (1 - 2^{-1})\}] >$$

... 式 4

【0033】具体的には、0.70703Zの値は、本
発明では、ハードウェアによる加算、減算及びビットシ
フトのみにより、以下に示す(1)～(10)の処理を
行うことによって得られる。 20

$$A \triangleq 2^{-1} Z$$

... 式 5

【0036】(2)式6に示すように、ZからAを減算
してBを求める。

$$B \triangleq Z - A = Z(1 - 2^{-1})$$

... 式 6

【0038】(3)式7に示すように、Bを右に1ビッ
トシフトしてCを求める。

$$C \triangleq 2^{-1} B = 2^{-1} B = 2^{-1} Z(1 - 2^{-1}) = Z \cdot 2^{-1} (1 - 2^{-1})$$

... 式 7

【0040】(4)式8に示すように、ZにCを加算し
てDを求める。

$$D = Z + C = Z(1 + 2^{-1} (1 - 2^{-1}))$$

... 式 8

【0042】(5)式9に示すように、Dを右に2ビッ
トシフトしてEを求める。

$$E = 2^{-2} D = Z \cdot 2^{-2} (1 + 2^{-1} (1 - 2^{-1}))$$

... 式 9

【0044】(6)式10に示すように、ZからEを減
算してFを求める。

$$F = Z - E = Z(1 - 2^{-2} (1 + 2^{-1} (1 - 2^{-1})))$$

... 式 10

【0046】(7)式11に示すように、Fを右に2ビ
ットシフトしてGを求める。

$$G = 2^{-2} F = Z \cdot 2^{-2} (1 - 2^{-2} (1 + 2^{-1} (1 - 2^{-1})))$$

... 式 11

【0048】(8)式12に示すように、ZにGを加算
してHを求める。

50 【数12】

【0032】

【数4】

【0034】(1)式5に示すように、Zを右に1ビッ
トシフトしてAを求める。

【0035】

【数5】

【0037】

【数6】

【0039】

【数7】

【0041】

【数8】

【0043】

【数9】

【0045】

【数10】

【0047】

【数11】

【0049】

【数12】

13

$$H = Z + G = Z (1 + 2^{-2} (1 - 2^{-2} (1 + 2^{-1} (1 - 2^{-1}))))$$

14

・・・式 12

【0050】(9)式13に示すように、Hを右に2ビットシフトしてIを求める。

【0051】

【数13】

$$I = 2^{-2} H = Z \cdot 2^{-2} (1 + 2^{-2} (1 - 2^{-2} (1 + 2^{-1} (1 - 2^{-1}))))$$

・・・式 13

【0052】(10)式14に示すように、ZからIを減算してJを求める。

【0053】

10 【数14】

$$J = Z - I = Z (1 - 2^{-2} (1 + 2^{-2} (1 - 2^{-2} (1 + 2^{-1} (1 - 2^{-1})))))$$

・・・式 14

【0054】以上の演算処理によって、 $J = 0.70703Z$ が求められる。すなわち、FFTを、加算、減算及びビットシフトのみを用いて実行することができ、それらをハードウェアで構成することによって、演算時間を短くすることができる。

【0055】図2に示すステップS5において、Lは、2のべき乗であり、FFTを実行するのに最低限必要な処理回数であるが、少なくとも $(J+K)$ 以上である。ステップS6において、周波数領域におけるエネルギー値 Z_1 を、L個の周波数ビンS(n)の全てにおける最大エネルギーに設定することによって、求める。ここで、 $n = 1, 2, \dots, L$ である。ステップS7において、時刻tにおける周波数領域のエネルギー出力 Z_1 を、 $(1-x)T_{sdl}$ と比較する。ここで、 T_{sdl} は信号検出閾値であり、xは、 $1/16 \sim 1/8$ の間の値であり、時刻t-1までにおいて既に得られた最大エネルギー出力である。そして、エネルギー出力 Z_1 が $(1-x)T_{sdl}$ 未満のときは、ステップS8において、コントローラ12は、この第1の周波数領域の最大エネルギー出力 Z_1 を信号分類閾値(signal classification threshold) T_{scl} と比較する。ここで、信号分類閾値 T_{scl} は、雑音の推定値と信号検出閾値 T_{sdl} の間の最適の閾値である。第1の周波数領域のエネルギー出力 Z_1 が信号分類閾値 T_{scl} 以上のときは、ステップS17において、雑音ビンカウンタ(noisy bin counter)、すなわち不適切なセル(incorrect cell)カウンタmを0にリセットする。

【0056】ステップS18において、コントローラ12は、全てのPN位相がサーチされたかを確認するために、現在の位相iを、PN空間(PN spaces)全体におけるPN位相の数qと比較する。ここで、PN位相の数qは、チップ分解能(chip resolution)によって分割されたPN空間の総数である。この実施例では、チップの半分の分解能が用いられる。そして、現在のPN位相iが、総数qに達すると、コントローラ12は、サーチ処理を終了して、ステップS13に進み、後述する検証論理(verification logic)を実行し、処理を終了す

る。これは、コントローラ12が可能な全てのPN空間をサーチしたことを示しており、その後、コントローラ12は信号、すなわち判定の質(decision quality)をテストする。

【0057】一方、現在のPN位相iが、総数qに達していないときは、ステップS13において現在の位相iは総数qに等しくなく、コントローラ12はステップS19に進む。ステップS19において、局部PN符号信号の位相が、半チップ分変更(増加又は減少)され、局部PN発生器12において、新たな位相の局部PN符号信号が発生され、再び相関が検証される。

【0058】ステップS8において、第1の周波数領域のエネルギー出力 Z_1 が、信号分類閾値 T_{scl} 未満のときは、ステップS9において、第1の周波数領域のエネルギー出力 Z_1 を雑音推定器(例えば1極の無限長インパルス応答(IIR)回路、又は平均化回路)に供給することによって、第1のドwellに対する雑音の推定値が更新され、ステップS10において、雑音ビンカウンタmが、1増加される。ステップS11において、この雑音ビンカウンタmが、閾値Mと比較される。この閾値Mは、同期候補の検出の後、サーチ処理が終了する前に数えられる雑音ビン、すなわち、不適切なセルの所定の数である。この閾値Mは、後述するように、誤検出確率(false alarm probability)を用いて得られる。

【0059】本発明を適用した新規な同期捕捉アルゴリズムにおける決定すべき主要なシステムパラメータは、信号分類閾値と、信号候補の検出の後、サーチ処理が終了する前に検証される不適切なセルの数である。図4は、離散系における複素信号検出器の構成を示すブロック図である。図4に示すように、乗算器11は、受信機の入力信号 r_k に局部PN符号信号 p_k を乗算する。乗算器11の出力信号 y_k は、N個のチップ上においてコヒーレントに統合される。受信信号 r_k 、局部PN符号信号 p_k は、式15で表される。

【0060】

50 【数15】

$$r_k = s_k + \epsilon + n_k$$

$$p_k = s_k + i$$

・・・式 15

【0061】ここで、 $s_k + \epsilon$ は伝送されてくるPN符号信号であり、 n_k は雑音である。下付文字 ϵ は、伝送されてくるPN符号信号のオフセットである。乗算された出力信号 y_k は、例えば $\epsilon = \epsilon'$ （上付記号'は共役を表す）であって、例えば同期がとれているときは（以

下、状態 H_1 という。）式16で表され、同期がとれていないときは（以下、状態 H_0 という。）式17で表される。

【0062】

【数16】

$$y_k = A_k + n_k = y_{ck} + jy_{sk} = (A_{ck} + n_{ck}) + j(A_{sk} + n_{sk})$$

・・・式 16

【0063】

【数17】

$$y_k = n_k = y_{ck} + jy_{sk} = n_{ck} + jn_{sk}$$

・・・式 17

【0064】ここで、下付文字 c, s は、信号の実数部分、虚数部分を示しており、下付文字 k は、コヒーレント積分区間の k 番目のサンプルを示している。 n_{ck} 、 n_{sk} は、分散が $\sigma_n^2 = N_0/2$ であり、エネルギーが $A^2 = E_c$ （ E_c はチップごとのエネルギー）であり、平均値が0であるガウス分布の確率変数（distributed gaussian random variables）である。 y_{ck} 、 y_{sk} は、分散が σ_n^2

であるガウス分布の確率変数であり、状態 H_1 又は状態 H_0 に依存した2つの平均値を有している。図4に示す積分器21は、乗算器11の出力である y_k を N 個のチップまでの範囲で積分する。すなわち、積分値 Y は、式18によって求められる。

【0065】

【数18】

$$Y = Y_c + jY_s = \sum_{k=1}^N y_{ck} + j \sum_{k=1}^N y_{sk}$$

・・・式 18

【0066】ここで、 Y_c 、 Y_s は、状態 H_1 又は状態 H_0 に依存し、 NA 又は0の平均値を有する分散が $\sigma^2 = N\sigma_n^2$ であるガウス分布の確率変数である。自乗包絡線推定器（square law envelope estimator）22から出力

されるエネルギー z は、式19によって求められる。

【0067】

【数19】

$$z = Y_c^2 + Y_s^2$$

・・・式 19

【0068】 Y_c 、 Y_s は、統計的には独立し、同一のガウス分布の確率変数であるので、エネルギー z は、状態 H_1 では中心がなく、状態 H_0 では中心を有する自由度が2のカイ自乗分布（chi-square distribution）を有している。状態 H_1 のセルにおいて、エネルギー z の確率

密度関数（probability density function: PDF） $P(z/H_1)$ は、式20及び式21によって求められる。

【0069】

【数20】

$$p(z/H_1) = \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{\zeta + s^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{s\sqrt{z}}{\sigma^2}\right)$$

・・・式 20

【0070】

【数21】

$$S^2 = 2N^2 A^2$$

$$\sigma^2 = N\sigma_n^2$$

・・・式 21

【0071】よって、 $I_0(\cdot)$ は、0次のモディファ

イド第一種ベッセル関数（zero order modified Bessel

function of the first kind) である。

【0073】

【0072】エネルギー z の平均値 $E(z/H_1)$ は、

【数22】

式22で表される。

$$E(z/H_1) = 2\sigma^2 + s^2$$

・・・式22

【0074】積分の後のパイロット信号の未検出確率

【0075】

(probability of missing a pilot signal) $F_m(z)$

【数23】

は、式23によって求められる。

$$\begin{aligned} F_m(z) &= \int_0^z P_x(x/H_1) dx \\ &= 1 - Q_1\left(\frac{s}{\sigma}, \frac{\sqrt{z}}{\sigma}\right) \\ &= 1 - Q_1\left(\frac{\sqrt{2NE_c^2}}{\sigma_n}, \frac{\sqrt{z}}{\sqrt{N}\sigma_n}\right) \end{aligned}$$

・・・式23

【0076】ここで、 $Q_n(\cdot)$ は、一般化マーカムQ

20 関数 (generalized Marcum Q function) である。

【0078】

【0077】状態 H_0 のセルでは、エネルギー z の確率

【数24】

密度関数 $P(z/H_0)$ は、式24によって求められ

$$p(z/H_0) = \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{z}{2\sigma^2}\right)$$

・・・式24

【0079】状態 H_0 のセルにおけるエネルギー z の平

【0080】

均値 $E(z/H_0)$ は、式25によって求められる。

【数25】

$$E(z/H_0) = 2\sigma^2$$

・・・式25

【0081】積分の後の誤検出確率 $F_F(z)$ は、式2

【0082】

6によって求められる。

【数26】

$$F_F(z) = \int_z^\infty p_x(x/H_0) dx = \exp\left(-\frac{z}{2\sigma^2}\right)$$

・・・式26

【0083】したがって、閾値決定回路23において、式23の未検出確率 $F_m(z)$ を式26の誤検出確率 $F_F(z)$ と等しくするようにエネルギー z の値を決定することによって、最適な閾値が得られる。しかしながら、この複雑な処理は、本発明の実時間処理には適していない。したがって、閾値を実時間処理によって決定するために、本発明では、発見的方法 (heuristic approach) を用いている。

【0084】すなわち、本発明では、信号エネルギー、すなわち相関器の最大出力が、信号検出の閾値として得られ、雑音エネルギーが、雑音平均化フィルタの出力と

して得られる。複素信号検出器によって検出される信号エネルギーは、瞬時の信号エネルギーであり、式22の信号エネルギーの概算推定値として用いられる。雑音平均化フィルタから出力される雑音信号のエネルギーは、式25の雑音信号エネルギーの推定値である。実時間適応の信号分類閾値 T_{sc} は、式27に示すように、この信号エネルギーの推定値と雑音エネルギーの推定値とを平均化することによって得られる。

【0085】

【数27】

$$T_{sc} = \frac{1}{2}(E(z/H_1) + E(z/H_0)) = \frac{1}{2}(4\sigma^2 + 2s^2) = 2\sigma^2 + s^2$$

・・・式 2 7

【0086】対応する誤検出確率 $P_F(T_{sc})$ は、式 2 8 に示すように、式 2 6 の z に式 2 7 の閾値 T_{sc} を代入することによって求められる。

【0087】
【数 2 8】

$$\begin{aligned} P_F(T_{sc}) &\equiv P_{FA} = \int_{T_{sc}}^{\infty} p_x(x/H_0) dx \\ &= \exp\left(-\frac{2\sigma^2 + s^2}{2\sigma^2}\right) \\ &= \exp\left(-1 - \frac{SNR}{2}\right) \end{aligned}$$

・・・式 2 8

【0088】したがって、本発明では、信号対雑音比 (signal to noise ratio: 以下、SNR という。) の推定値は、式 2 9 に示すように、 T_{SD} 及び式 2 5 の雑音信号エネルギーの推定値 $E(z/H_0)$ を用いることに

よって求められる。

【0089】
【数 2 9】

$$\frac{SNR}{2} = \frac{T_{SD}}{E(z/H_0)} - 1$$

・・・式 2 9

【0090】したがって、SNR の推定値及びそれに対応する信号分類閾値によって、誤検出事象 (false alarm event) が誤検出率 (false alarm rate) で起こる。この誤検出率は、誤検出確率の逆数である。これに伴い、前検証 (pre-verification) のための信号検出の後

にテストされる不適当なセルの数 C_N は、式 3 0 に示すように誤検出確率の関数であり、誤検出率の 1 又は 2 倍と推定される。

【0091】
【数 3 0】

$$C_N = \frac{k}{P_F(T_{SC})}$$

・・・式 3 0

【0092】式 3 0 におけるこの不適当なセルの数 C_N は、上述した閾値 M に相当する。

【0093】図 2 に示すフローチャートのステップ S 1 1 において、雑音ビンカウンタ、すなわち不適当なビンカウンタ m が、上述した式 3 0 によって C_N として求められた閾値 M 以上のときは、ステップ S 1 2 において、コントローラ 1 2 は、第 2 のドエルの SNR を一定の閾値 T_{se2} と比較する。SNR が閾値 T_{se2} 以上のときは、コントローラ 1 2 は、サーチ処理を終了し、ステップ S 1 3 において、上述した検証論理を実行する。これは、コントローラ 1 2 が、信頼性のある PN 符号信号 (又はセル) を検出し、その信号 (又は判定) の質の信頼性をテストした後の雑音ビンの適正な数を評価するとき起こる。

【0094】ステップ S 1 2 において、第 2 のドエルの

SNR が閾値 T_{se2} 未満のときは、コントローラ 1 2 は、ステップ S 1 8 に進み、サーチを続行する。ステップ S 1 1 において、雑音ビンカウンタ m が閾値 M 未満のときは、コントローラ 1 2 は、同様に、ステップ S 1 8 に進み、サーチを続行する。

【0095】ステップ S 1 8 において、コントローラ 1 2 は、全ての PN 位相がサーチされたかを確認するために、現在の位相 i を、PN 空間全体における PN 位相の数 q と比較する。ここで、上述したように、PN 位相の数 q は、チップ分解能によって分割された PN 領域の総数である。この実施例では、チップの半分の分解能が用いられる。そして、現在の PN 位相 i が、総数 q に達すると、コントローラ 1 2 は、サーチ処理を終了してステップ S 1 3 に進み、検証論理を実行した後、処理を終了する。これは、コントローラ 1 2 が可能な全ての PN 空

間をサーチしたことを示しており、この後、コントローラ 1 2 は、信号、すなわち判定の質をテストする。

【0096】一方、現在の PN 位相 i が、総数 q に達していないときは、ステップ S 1 3 において、現在の位相 i は総数 q に等しくなく、コントローラ 1 2 は、ステップ S 1 9 に進む。

【0097】ステップ S 1 9 において、局部 PN 符号信号の位相が、半チップ分変更（増加又は減少）され、局部 PN 発生器 1 2 において、新たな位相の局部 PN 符号信号が発生され、再び相関が検証される。上述した処理は、ヒット（hit）するまで、すなわち信号検出閾値 T_{sd1} に $(1-x)$ を乗算した値が短相関積分区間（short correlation integration interval）を超えるまで、繰り返される。

【0098】ステップ S 7 において、時刻 t における周波数領域のエネルギー出力 Z_1 が、 $(1-x) T_{sd1}$ 以上のときは、ステップ S 1 4 に進む。ここで、 x は $1/16 \sim 1/8$ の間の値であり、時刻 $t-1$ までにおいて既に得られた最大エネルギー出力である。ステップ S 1 4 において、エネルギー出力 Z_1 、すなわち積分値が第 1 の信号検出の値 T_{sd1} よりも大きいときは、ステップ S 1 5 において、この積分値を第 1 の信号検出閾値 T_{sd1} とする。また、第 1 の信号分類閾値 T_{sc1} が、更新された信号検出閾値 T_{sd1} と、雑音推定器から出力される雑音の推定値との平均値とされる。一方、積分値が、 $(1-x) T_{sd1}$ 以上であって、 T_{sd1} 以下のときは、ステップ S 1 5 はスキップされ、閾値は更新されない。

【0099】次に、ステップ S 1 6 において、コントローラ 1 2 は、第 1 のドエルから得られた SNR を一定の閾値 T_{sel} と比較する。SNR が閾値 T_{sel} 未満のときは、ステップ S 1 7 において、コントローラ 1 2 は、雑音ビンカウンタ、すなわち不適切なセルカウンタ m を 0 にリセットする。そして、上述したように、コントローラ 1 2 は、ステップ S 1 8 において $i=q$ であるときは、サーチ処理を終了し、ステップ S 1 3 において検証論理を実行する。これは、コントローラ 1 2 が可能な全ての PN 空間をサーチしたことを示しており、その後、コントローラ 1 2 は信号、すなわち判定の質をテストする。一方、現在の PN 位相 i が、総数 q に達していないときは、ステップ S 1 8 において現在の位相 i は総数 q に等しくなく、コントローラ 1 2 はステップ S 1 9 に進む。ステップ S 1 9 において、局部 PN 符号信号の位相が、半チップ分変更され、局部 PN 発生器 1 2 において、新たな位相の局部 PN 符号信号が発生され、再び相関が検証される。

【0100】ステップ S 1 6 において、SNR が閾値 T_{sel} よりも大きいときは、ステップ S 2 0 において、PN 符号の位相を変えずに積分（ドエル）区間が N 2 個のサンプルによって増加される。次に、ステップ S 2 1 及びステップ S 2 2 において、第 2 の、すなわち N 2 の長

い積分区間において偏相関処理を行うことにより、 K 個の偏相関値が得られる。第 1 及び第 2 のドエルの両方から $J+K$ 個の偏相関値が得られた後、ステップ S 2 3 において、 $(L-J-K)$ 個の相関バッファ $R(j)$ に 0 を記憶し、ステップ S 2 4 において、上述したステップ S 5 における ASIC によって、 L 個の FFT を計算する。ステップ S 2 5 において、 L 個の周波数ビン $S(n)$ における最大エネルギーを選択することによって、FFT で用いられる周波数領域のエネルギー Z_2 が得られる。ここで、 $n=1, 2, \dots, L$ である。

【0101】ステップ S 2 6 において、第 2 のドエルの周波数領域のエネルギーである現在の出力 Z_2 が第 2 の信号検出閾値 T_{sd2} 以上のときは、ステップ S 2 7 において、現在のエネルギー出力 Z_2 を第 2 の信号検出閾値 T_{sd2} とする。ステップ S 2 8 において、上述したステップ S 1 5 と同様に、第 2 の信号分類閾値 T_{sc2} 及び雑音ビンカウンタの閾値 M が更新される。ステップ S 2 7 において、雑音ビンカウンタ、すなわち不適切なセルカウンタ m を 0 にリセットする。そして、上述したように、コントローラ 1 2 は、ステップ S 1 8 において $i=q$ であるときは、サーチ処理を終了し、ステップ S 1 3 において検証論理を実行する。これは、コントローラ 1 2 が可能な全ての PN 空間をサーチしたことを示しており、その後、コントローラ 1 2 は信号、すなわち判定の質をテストする。一方、現在の PN 位相 i が、総数 q に達していないときは、ステップ S 1 8 において $i=q$ とはならず、コントローラ 1 2 は、ステップ S 1 9 に進む。ステップ S 1 9 において、局部 PN 符号の位相が、半チップ分変更され、局部 PN 発生器 1 2 において、新たな位相の局部 PN 符号信号が発生され、再び相関が検証される。したがって、適切なセル候補が検出され、信頼性の確認のために、この適切なセル候補の後の不適切なセルの数が数えられる。

【0102】ステップ S 2 6 において、第 2 のドエルの周波数領域のエネルギーである現在の出力 Z_2 が第 2 の信号検出の閾値 T_{sd2} 未満のときは、ステップ S 2 9 において、コントローラ 1 2 は、現在のエネルギー出力 Z_2 を信号分類閾値 T_{sc2} と比較する。この信号分類閾値 T_{sc2} は、雑音の推定値と信号検出閾値 T_{sd2} の間の最適の閾値である。現在のエネルギー出力 Z_2 が信号分類閾値 T_{sc2} 以上のときは、ステップ S 1 7 において、雑音ビンカウンタ、すなわち不適切なセルカウンタ m を 0 にリセットする。そして、上述したように、コントローラ 1 2 は、ステップ S 1 8 において $i=q$ であるときは、サーチ処理を終了し、ステップ S 1 3 において検証論理を実行する。これは、コントローラ 1 2 が可能な全ての PN 空間をサーチしたことを示しており、その後、コントローラ 1 2 は信号、すなわち判定の質をテストする。一方、現在の PN 位相 i が、総数 q に達していないときは、ステップ S 1 8 において $i=q$ とはならず、コント

ローラ12は、ステップS19に進む。ステップS19において、局部PN符号の位相が、半チップ分変更され、局部PN発生器12において、新たな位相の局部PN符号信号が発生され、再び相関が検証される。

【0103】一方、ステップS29において、信号エネルギー、すなわち最大周波数ビンの出力 Z_2 が信号分類閾値 T_{sc2} 未満のときは、ステップS30において、周波数領域のエネルギー出力 Z_2 を雑音推定器（例えば1極のIIR回路又は平均化回路）に供給することによって、第2のドエルの雑音の推定値が更新される。そして、上述したように、ステップS10において、雑音ビンカウンタ m が、1増加される。ステップS11において、この雑音ビンカウンタ m が、閾値 M と比較される。ステップS11において、雑音ビンカウンタ、すなわち不適切なビンカウンタ m が閾値 M 以上のときは、ステップS12において、コントローラ12は、第2のドエルのSNRを一定の閾値 T_{se2} と比較する。

【0104】SNRが閾値 T_{se2} 以上のときは、コントローラ12は、サーチ処理を終了し、ステップS13において、上述した検証論理を実行する。これは、コントローラ12が、信頼性のあるPN符号信号（又はセル）を検出し、その信号（又は判定）の質の信頼性をテストした後の雑音ビンの適正な数を評価するとき起こる。

【0105】ステップS12において、SNRが閾値 T_{se2} 未満のときは、コントローラ12は、ステップS18に進む。ステップS11において、雑音ビンカウンタ m が閾値 M 未満のときは、コントローラ12は、同様に、ステップS18に進み、サーチを続行する。

【0106】ステップS18において、コントローラ12は、全てのPN位相がサーチされたかどうかを確認するために、現在の位相 i を、PN空間全体におけるPN位相の数 q と比較する。PN位相の数 q は、チップ分解能によって分割されたPN領域の総数のことである。この実施例では、チップの半分の分解能が用いられる。そして、現在のPN位相 i が、総数 q に達すると、コントローラ12は、サーチ処理を終了してステップS13に進み、検証論理を実行した後、処理を終了する。これは、コントローラ12が可能な全てのPN領域をサーチしたことを示しており、この後、コントローラ12は信号、すなわち判定の質をテストする。

【0107】一方、現在のPN位相 i が、総数 q に達していないときは、ステップS18において、 $i = q$ とならず、ステップS19に進む。

【0108】以上の説明でも明らかのように、本発明では、受信した入力信号を、局部PN符号の全て可能な符号位置において逐次比較して、検出力信号が閾値を超える度に、対応する閾値及び最大検出力信号を更新する。この処理を、相関のあるエネルギー出力がサーチ処

理を終了するための条件を満たすか、又はPN空間全体をサーチするまで、繰り返す。この結果、条件が満たされたとき、又はPN空間全体をサーチしたときに、信号エネルギーが最大となる位相を有する配列の局部PN符号が、適切な局部PN符号の候補として選出される。

【0109】次に、ステップS13における検証論理について説明する。フーリエ変換補助連続相関検出（FTACMSC）処理においてPN符号信号の位相が選択された後、その選択の信頼性を高めるために、検証処理が行われる。信頼性が許容レベルに達しない場合、即座にサーチ処理が再開される。検証論理は、以下のようなステップを有する。

【0110】1. 受信機の局部PN符号の位相をFTACMSC処理で選択されたPN符号の位相に一致、すなわち時間差を調節する。

【0111】2. L 個の相関値を求める。

【0112】3. ハードウェアにおいて、適切な0挿入を伴う L 個のFFTを計算する。

【0113】4. 最大値 Y_{maxj} を記憶する。

【0114】5. k 個の最大値 Y_{maxj} がメモリバッファに記憶されるまで上記ステップを繰り返す。すなわち、 $Y_{max} = (Y_{max1}, Y_{max2}, \dots, Y_{maxk})$ とする。

【0115】6. Y_{max} の各要素を、第2のドエルで得られた最大値 T_{SD2} と比較する。すなわち $Y_{max} > Thresh * T_{SD2}$ かを判定する。

【0116】7. この判定結果を得るために用いられる k の値及び閾値は、例えば $k = 5$ 、閾値 $= 0.8$ である。

【0117】次に、周波数オフセットがある状態における周波数の推定方法について説明する。FTACMSCのアルゴリズムにおけるFFTの計算によって、信号の振幅（magnitude）とその振幅に関係した周波数オフセットの両方が得られる。FFTの出力ベクトルの最大要素が検出し、検出されたときに、周波数オフセットを推定するためのインデックス（index）とされる。FFTは、そのみで離散周波数におけるエネルギーを累積する。したがって、単一のFFTの周波数分解は、FFTの範囲とそのサンプリング周波数の関数である。検証論理によって、受信信号の振幅及び周波数の k 個の推定値が得られ、これら推定値は、推定を向上させるために用いることができる。より良い周波数分解を得るために、適切な周波数ビンが平均化される。最大エネルギーが検出された推定周波数ビン K によって、周波数オフセット f' が（ $K < (L/2)$ ）である場合、式31又は式32に示すように推定される。

【0118】

【数31】

$$f' = \frac{K}{T_c \cdot L \cdot N_p}$$

・・・式 3 1

【0119】

$$f' = \frac{K - L}{T_c \cdot L \cdot N_p}$$

【数 3 2】

・・・式 3 2

【0120】ここで、 T_c は、PNチップ期間であり、 N_p は、相関値の推定に用いられる偏相関の長さである。周波数オフセットを推定することによって、周波数オフセットが考慮されるので、受信機による同期捕捉が正確に行われる。

【0121】ところで、予測される周波数オフセットが、 $L/2$ である曖昧な (ambiguity) 境界に近づく場合には、更なる論理が必要とされることもあるが、この実施例では、周波数オフセットが $-16 \text{ KHz} \sim +16 \text{ KHz}$ の範囲内にあるので、更なる論理は必要とされない。

【0122】したがって、本発明は、特に周波数オフセットがある状態においても、従来の同期捕捉装置よりも優れた同期捕捉装置を提供することができる。

【0123】

【発明の効果】以上の説明でも明かなように、本発明では、符号分割多元接続信号を受信し、受信された符号分割多元接続信号から拡散符号信号を抽出する。また、局部拡散符号信号を発生する。抽出された拡散符号信号と局部拡散符号信号間の周波数オフセットを検出して、受信された符号分割多元接続信号が適切な伝送信号かを判定し、受信された符号分割多元接続信号をデコードする。これにより、本発明は、符号分割多元接続方式及びスペクトラム拡散通信方式において、適応的に同期捕捉を行うより優れた同期捕捉装置を提供することができ

る。また、周波数にオフセットがある環境においても、適応的に同期捕捉を行うことができる。また、同期検出の確率を高めるとともに、誤検出確率を低減して、適応的に同期捕捉を行うことができる。また、本発明では、周波数オフセットを推定するためにフーリエ変換を用い、これにより、同期検出の確率を高めるとともに、誤検出確率を低減することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明を適用した同期捕捉装置の構成を示す図である。

20 【図 2】本発明を適用した同期捕捉装置に用いられるフーリエ変換補助連続相関検出同期捕捉のアルゴリズムを示すフローチャートである。

【図 3】ハードウェアにおける高速フーリエ変換の実行を示す図である。

【図 4】離散系における複素信号検出器の構成を示すブロック図である。

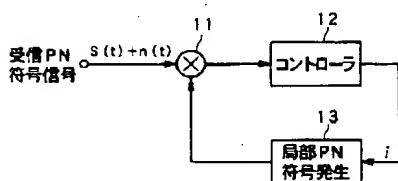
【図 5】高速フーリエ変換を実行する際に用いられる処理を表す図である。

30 【図 6】従来のシングルドエルスライド捕捉法を採用した同期装置の構成を示すブロック図である。

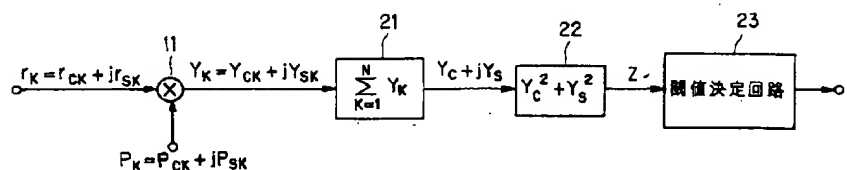
【符号の説明】

11 乗算器、12 コントローラ、13 局部PN符号発生器

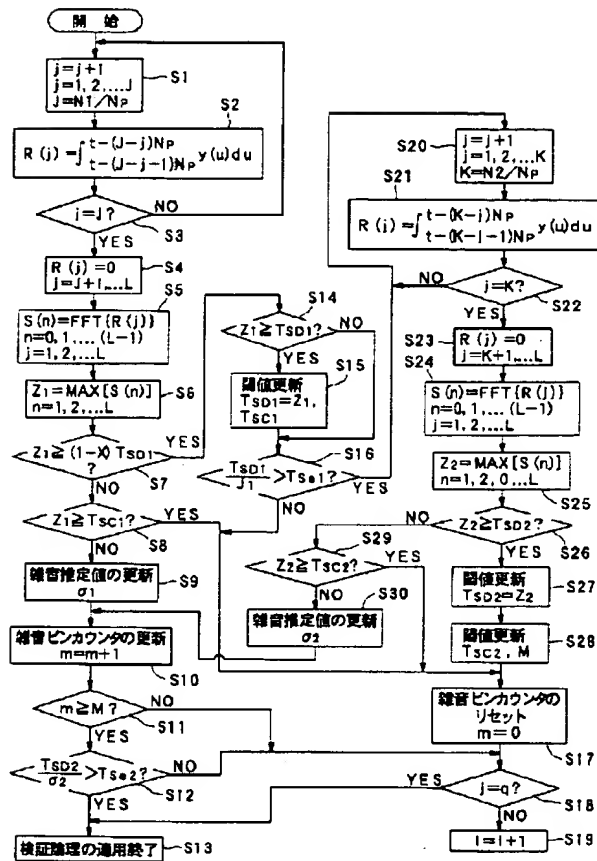
【図 1】



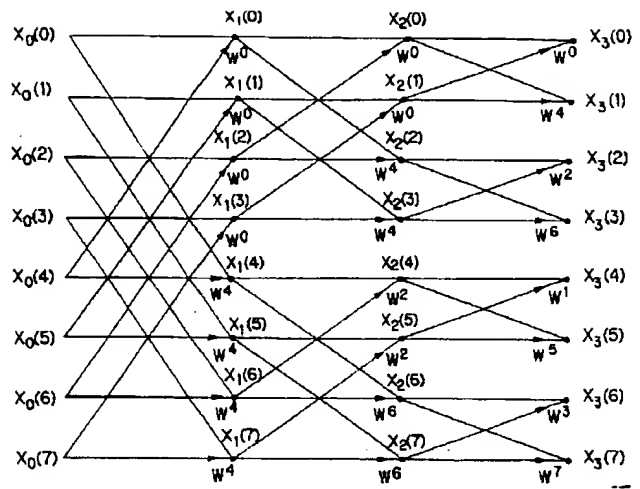
【図 4】



【図 2】

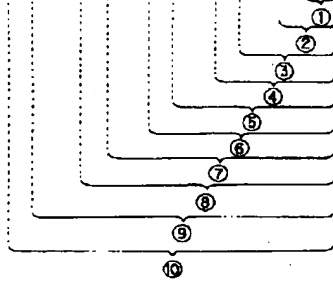


【図 3】



【図 5】

$$0.70703 = 1 - 2^{-2} \{ 1 + 2^{-2} \{ 1 - 2^{-2} \{ 1 + 2^{-1} (1 - 2^{-1}) \} \} \}$$



【図 6】

